

Japanese Unexamined Patent Publication No. 5-276121

Published on October 22, 1993

Title of the Invention

LONG DISTANCE TRANSMISSION SYSTEM OF DIGITAL SIGNAL BY  
OPTICAL FIBER TRANSMISSION PATH AND OPTICAL SENDER  
THEREOF

Abstract

[Subject]

To compensate for distortion of signal due to a non-linear effect of a long distance optical transmission path.

[Constitution]

In a long distance transmission system for transmitting a digital signal, via an optical fiber transmission path connecting between an optical sender and an optical receiver, the digital signal having a rising edge and a falling edge between two predetermined signal levels respectively representing two binary values assumable by the digital signal, the optical sender comprises amplitude modulating means of digital signal for outputting a amplitude modulated signal, and means for varying momentary optical frequencies of the amplitude modulated signal at the time corresponding to the rising edge and the falling edge of the digital signal.

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-276121

(43)公開日 平成5年(1993)10月22日

(51)Int.Cl.<sup>5</sup>

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 0 4 B 10/18

10/04

10/06

8426-5K

H 0 4 B 9/ 00

M

8426-5K

L

審査請求 未請求 請求項の数16(全 12 頁)

(21)出願番号 特願平5-14413

(22)出願日 平成5年(1993)1月4日

(31)優先権主張番号 9 1 1 6 4 8 6

(32)優先日 1991年12月31日

(33)優先権主張国 フランス(FR)

(71)出願人 392008460

フランス テレコム

FRANCE TELECOM

フランス国, 75015 パリ, プラス ダル  
レイ, 6番地

(72)発明者 フランシス ビリオ

フランス国, 75013 パリ, リュ デ  
ュ シェフ デ ラ ビル 9番地

(72)発明者 ジャン-パティスト トミン

フランス国, 75014 パリ, アベニュー  
デュ マン 188番地

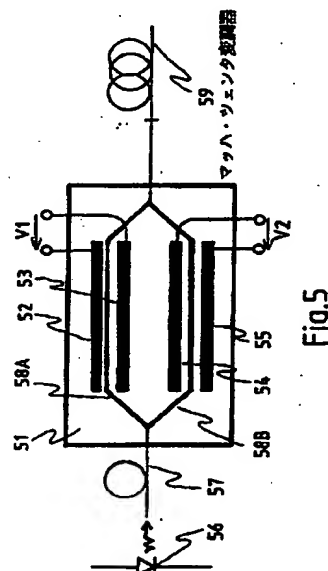
(74)代理人 弁理士 山本 恵一

(54)【発明の名称】 光ファイバ伝送線路によるデジタル信号の長距離伝送システム及びその送信局

(57)【要約】 (修正有)

【目的】 長距離光ファイバ伝送線路において、その非線形効果による信号の歪を補償する。

【構成】 送信局と受信局とを結ぶ光ファイバ伝送線路による、デジタル信号によって想定可能な2つの2進値をそれぞれ表す2つの所定の信号レベル間に立ち上がりエッジと立ち下がりエッジとを有する当該デジタル信号の長距離伝送システムにおいて、送信局が、振幅変調された信号を出力する、デジタル信号の振幅変調手段と、デジタル信号の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジに対応した時点において、振幅変調された信号の瞬時光周波数を変化させる手段とを備えている。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 送信局と受信局とを結ぶ光ファイバ伝送線路による、デジタル信号によって想定可能な2つの2進値をそれぞれ表す2つの所定の信号レベル間に立ち上がりエッジと立ち下がりエッジとを有する当該デジタル信号の長距離伝送システムであって、

前記送信局が、

振幅変調された信号を出力する、前記デジタル信号の振幅変調手段と、

前記デジタル信号の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジに対応した時点において、前記振幅変調された信号の瞬時光周波数を変化させる手段とを備えたことを特徴とする光ファイバ伝送線路によるデジタル信号の長距離伝送システム。

【請求項2】 瞬時光周波数を変化させる前記手段は、前記瞬時光周波数が前記振幅変調された信号の微分係数にほぼ比例するように動作することを特徴とする請求項\*

$$U(t) = A(t) \cdot e^{j\phi(t)} \quad \text{かつ、} \quad \phi(t) = \alpha |A(t)|^2$$

ここで、 $A(t)$  は光の場の振幅、

$\alpha$  は定数、

$t$  は時間であり、

用語  $A(t)$  は前記振幅変調手段の寄与に対応し、用語  $e^{j\phi(t)}$  は瞬時光周波数の変化手段の寄与に対応している

というパルスを生成することを特徴とする請求項1に記載のシステム。

【請求項6】 前記振幅変調手段は、オール・オア・ナッシング変調手段であることを特徴とする請求項1に記載のシステム。

【請求項7】 前記光ファイバは、低い負の波長分散を有する単一モードファイバであることを特徴とする請求項1に記載のシステム。

【請求項8】 前記デジタル信号は、2進RZフォーマットによって符号化されていることを特徴とする請求項1に記載のシステム。

【請求項9】 前記デジタル信号は、2進NRZフォーマットによって符号化されていることを特徴とする請求項1に記載のシステム。

【請求項10】 送信局と受信局とを結ぶ光ファイバ伝送線路による、デジタル信号によって想定可能な2つの2進値をそれぞれ表す2つの所定の信号レベル間に立ち上がりエッジと立ち下がりエッジとを有する当該デジタル信号の長距離伝送システムであって、

前記送信局が、

各当該光導波管が2つの電極の第1の組及び第2の組をそれぞれ伴っている2つの拡散された光導波管を有する電気-光振幅変調器を含んでおり、

2つの電極の該第1の組に前記デジタル信号を表す第1の電圧 ( $V_1$ ) が供給され、

\* 1に記載のシステム。

【請求項3】 瞬時光周波数を変化させる前記手段は、前記振幅変調された信号の位相変調手段を含んでいることを特徴とする請求項1に記載のシステム。

【請求項4】 瞬時光周波数を変化させる前記手段は、前記伝送線路に沿った光出力、

前記光ファイバの長さ、

前記光ファイバの波長分散の係数、

前記デジタル信号のビットレート、

10 前記デジタル信号の2進符号フォーマット、

前記伝送線路に配置された2つの繰返し増幅器間の距離、

前記繰返し増幅器の雑音過剰指数を含むグループに属する情報要素の少なくとも1つを考慮していることを特徴とする請求項1に記載のシステム。

【請求項5】 前記送信局は、光の場合、

【数1】

2つの電極の該第2の組に反転した前記第1の電圧とDC電圧との和に対応する第2の電圧 ( $V_2$ ) が供給されることを特徴とする光ファイバ伝送線路によるデジタル信号の長距離伝送システム。

30 【請求項11】 前記電気-光振幅変調器は、前記DC電圧を調整する手段を備えていることを特徴とする請求項10に記載のシステム。

【請求項12】 前記変調器は、ニオブ酸リチウム結晶を用いて形成されていることを特徴とする請求項10に記載のシステム。

【請求項13】 送信局と受信局とを結ぶ光ファイバ伝送線路による、デジタル信号によって想定可能な2つの2進値をそれぞれ表す2つの所定の信号レベル間に立ち上がりエッジと立ち下がりエッジとを有する当該デジタル信号の長距離伝送システムであって、

40 前記送信局が、

前記デジタル信号を表している電気信号 (D) によって制御され、振幅変調信号を出力する電気-光振幅変調器と、

前記振幅変調された信号に作用し、前記電気信号 (D) によって制御されて前記振幅変調器によって導入される遅延にほぼ等しい期間だけ遅延される位相変調器とを備えていることを特徴とする光ファイバ伝送線路によるデジタル信号の長距離伝送システム。

50 【請求項14】 前記遅延された信号は、ゲインの調整

可能な増幅手段によって増幅されることを特徴とする請求項13に記載のシステム。

【請求項15】 前記位相変調器は、ニオブ酸リチウム結晶を用いて形成されていることを特徴とする請求項13に記載のシステム。

【請求項16】 光ファイバ伝送線路上のデジタル信号の長距離伝送システムの送信局であって、該デジタル信号によって想定可能な2つの2進値をそれぞれ表す2つの所定の信号レベル間に立ち上がりエッジと立ち下がりエッジとを有しており、

振幅変調された信号を出力する、前記デジタル信号の振幅変調手段と、

前記デジタル信号の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジに対応した時点において、前記振幅変調された信号の瞬時光周波数を変化させる手段とを備えたことを特徴とする光ファイバ伝送線路によるデジタル信号の長距離伝送システムの送信局。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、オンライン光増幅を用いた光ファイバによるデジタル信号の長距離（数千キロメートル）伝送システムに関する。本発明は、例えば大洋横断リンクの設置に適用される。

【0002】

【従来の技術】 この種の超長距離伝送システムにおけるビットレートを制限する主なる要素の1つは、伝送ファイバによって引き起こされる歪である。

【0003】 本発明は、特に、この歪を補償することに関する。より特定的には、本発明によるシステムは、光ファイバによって引き起こされる全ての歪、特に非線形効果（non-linear effect）を、送信源における（即ち送信局における）予測によって補償することに関する。

【0004】 伝送ファイバによって送信信号に与えられる歪は、単一モードファイバにおいて、波長分散（chromatic dispersion）及び非線形効果という2つの現象の組み合わせられた存在の結果として起こる。

【0005】 第1の現象は、波長分散である。この現象は、シリカの屈折率の周波数依存性によって生じる。これは、動作波長に応じて異なる伝搬時間を生じせしめる。一般に、波長分散は、デジタル列のパルスの幅を広げて符号間干渉を促進させる傾向にある。

【0006】 通常のファイバにおいては、波長分散は、約1.3  $\mu\text{m}$ の波長でゼロであり、約1.55  $\mu\text{m}$ の波長で約17 ps/nm/kmという正の値となる。1.55  $\mu\text{m}$ の帯域でゼロの波長分散を有するように設計された分散シフト型ファイバを用いることも可能である。

【0007】 波長分散による歪効果がパルスのスペクトル成分にかなり依存することは着目すべきである。従っ

て、パルスがその始端において正でありその終端において負である位相変化を示すならば、このパルスの幅は正の波長分散によって大幅に広げられるであろう（この逆も負の分散について当てはまる）。

【0008】 超長距離伝送システム（数千キロメートルをカバーするシステム）は、1.55  $\mu\text{m}$ の波長で動作する。この波長における通常のファイバの波長分散の過剰な値は、それらファイバの使用を不可能にする。従って、分散シフト型ファイバが系統的に使用される。

10 【0009】 第2の現象は、非線形効果に関する。ファイバにおける最も重要な非線形効果は、カー効果である。この効果は、例えば、ケー・ダブリュ・ブロー（K. W. Blow）及びディー・ジェイ・ドーラン（D. J. Dorian）による「光ファイバ及びファイバ装置における非線形効果」、（IEEE会報、1987年6月、第138頁～第144頁）という文献に記載されており、光出力に対するシリカの屈折率の線形依存性を反映している。

20 【0010】 非線形効果は、光システムの通常の動作領域（400 Kmより小さい距離で約10 mWより低い出力）においては非常に低いが、非常に大きい出力（1 Wのオーダー）又は適度なレベルの出力における非常に長い伝搬距離（周期的増幅システムにおける数千キロメートル）の場合は無視できなくなる。

30 【0011】 非線形効果は、自己位相変調を起こす。正の分散を伴ってファイバ中をパルスが伝送されると、そのパルス幅が広げられかつ高周波成分がパルスのフロント又はリーディングエッジに向かって押し込められる。負の分散を伴ってファイバ中をパルスが伝送されると、パルスの幅は同様に増大せしめられるが、この場合、高周波成分はパルスのリア又はトレーリングエッジに向かって押し込められる。

【0012】 伝送ファイバによって生じせしめられる歪は、波長分散（第1の現象）及び非線形効果（第2の現象）の組み合わせであるとみなすべきである。

40 【0013】 これら2つの効果の組み合わせは、シュレジンガーの非線形方程式として知られている、時間及び距離の部分微分係数を有する非線形方程式によって記述できるであろう。この非線形方程式の解については、特に、ジー・アグラワル（G. Agrawal）による著書、「非線形ファイバ光学」、アカデミックプレスにおいて論じられている。

50 【0014】 この方程式の数値的な解は、波長分散（D）の符号に応じて、2つの性質上非常に異なる動作形態が存在することを示している。第1の場合は、 $D > 0$ である。この場合、変調の不安定な現象が観測される。パルスは、1000～2000 Kmの終端において非常に短いパルスへ「バースト」し、光スペクトラムが大幅に広がる。これは、光パスバンドに関する問題を引き起こすかもしれない。第2の場合は、 $D < 0$ である。

変調の不安定さは存在せず、伝搬中にスペクトラムが準単調的に広がるが、パルスは適当な幅を維持しながらある程度の完全性を保つ。しかしながら、パルスの幅は一時的にかなり広がり、その結果、符号間干渉を発生させる。このような干渉は、例えば、距離が6000~8000Kmを越えた5Gbits/sのビットレートについて波長分散が絶対値に関して0.05ps/nm/Kmを越えるやいなや大きな問題となってくる。

【0015】最も有望なものは、一般に、第2の場合であり、その負の波長分散である。しかしながら、負の分散における超長距離システムを動作させるためには、使用されるファイバの波長分散の値が必然的に非常に小さくなくてはならない。

【0016】従って、ファイバ内において歪を起す2つの現象(波長分散及び非線形効果)を補償するいくつかの方法も、波長分散に課せられたこの低い値という欠点に打ち勝つために使用できるので非常に有効である。もちろん、伝送ファイバによって生成される歪を補償する方法を用いることによって、2つの戦略をもくろむことが可能である。

【0017】第1の戦略において、補償は、伝送ファイバの負の波長分散の所与の特性について、線路ビットレートとリンクの帯域との積を増大させるために使用できる。

【0018】第2の戦略において、補償は、固定の線路ビットレートと固定の帯域とについて、波長分散の特性に関して最も厳格でない制約を有する伝送線路ファイバを使用することを可能とする。これらのファイバは、産業上の製造が容易であり、例えば水中リンクの設置のために処理するのに容易である。

【0019】光ファイバ線路によって引き起こされる歪を送信源において補償する公知の方法がある。

【0020】エル・コーチ(L. Koch)及びアル・アルファネス(R. Alfarness)による「能動先行歪信号合成による分散補償」、光波技術ジャーナル(vol. LT3, No. 4, 1985年8月)に記載されているこの種の1つの方法は、1ビットの間、送信レーザの過変調によって光周波数の連続的な走査を受けるパルスを作成することにある。

【0021】例えば、負の分散ファイバ(高周波成分をパルスのフロントエッジ方向に押し込める作用を行う)を介して伝送するように設計されたパルスは、高周波成分をパルスのリアエッジ方向に向かうような電気-光振幅変調に加えて、光周波数の過変調を受けるであろう。

【0022】

【発明が解決しようとする課題】ここで用いられるのは、半導体レーザの光周波数がその電流に依存するという事実である。しかしながら、高い「周波数変調効率」を示す、即ち制御電流従って光出力の小さな変動に対して光周波数変動が大きい、ある種の構造のレーザのみが

この方法に適用可能である。

【0023】さらに、この送信源における公知の補償方法は、波長分散による不利益を補償することのみに適用されるものである。また、この方法は、この種の乱れのみを考慮しており、非線形効果を補償することに直接的には関連していない。

【0024】この方法は、また、使用する送信レーザに、有効なデジタル列と同期した特別の過変調が必要であるという欠点をも有している。その結果、制御電流の小さな変動に対して光周波数の大きな変動を与えるある種のレーザのみがこの方法に使用できることとなる。

【0025】さらにまた、この方法は、オンラインRZ符号にのみ適用可能である。

【0026】本発明は、特に、従来技術のこれら種々の問題点を解決することを目的としている。

【0027】より特定的には、本発明の目的は、光ファイバ伝送線路によって誘起される非線形効果によって生成せしめられる信号の歪を補償することができるシステムを提供することにある。

【0028】本発明は、さらに、その線路幅が適度である(数MHz)という条件の基で、送信端で用いられるレーザの種類に関係なく設置可能なこの種のシステムを提供することを目的としている。

【0029】本発明の他の目的は、ファイバの波長分散が負である場合のみならず波長分散が正の小さい値であるとみなされる場合に、適用可能なこの種のシステムを提供することにある。

【0030】本発明のまたさらに他の目的は、2進符号化の多くの技術、特にRZ符号及びNRZ符号と両立できるこの種のシステムを提供することにある。

【0031】本発明の他の目的は、実施が容易なこの種のシステムを提供することにある。

【0032】

【課題を解決するための手段】このような目的及び後に明らかとなるであろう他の目的は、本発明によれば、送信局と受信局とを結ぶ光ファイバ伝送線路によるデジタル信号の長距離伝送システムであって、該デジタル信号によって想定可能な2つの2進値をそれぞれ表す2つの所定の信号レベル間に立ち上がりエッジと立ち下がりエッジとを有しており、前記送信局が、振幅変調された信号を出力する、前記デジタル信号の振幅変調手段と、前記デジタル信号の立ち上がりエッジ及び立ち下がりエッジに対応した時点において、前記振幅変調された信号の瞬時光周波数を変化させる手段とを備えているシステムによって達成される。

【0033】従って本発明によれば、前記振幅変調された信号に先行歪が導入されるように瞬時光周波数が制御される。この先行歪は、前記伝送線路による伝送の非線形の乱れをほぼ補償するように予測により設計される。

【0034】これにより、送信されるべき信号が予測に

より修正される。受信側において歪なしに受信されるように、送信源で故意に変化せしめられる。受信側では、光ファイバによって乱れがない（非常に小さな乱れとなる）かのように万事動作する。

【0035】本発明の本質的な特徴は、従って、これが特にデジタル信号が遷移を示す時に瞬時光周波数に作用することであり、これによって非線形効果によるみだれを制限する。

【0036】本発明のこの技術は、あらかじめ規定され系統的な自己位相変調を各2進要素にこの2進要素の継続時間全体にわたって（それが遷移を有するか否かに関係なくかつその遷移が現れる時点に無関係に）印加するものである「チャープ(chirp)」技術として公知の技術と混同すべきではない。この公知の方法は、線形の乱れ（波長分散）にのみ修正することが可能である。これに対して、本発明は、デジタル信号の構造及び特にそれが含んでいる遷移を考慮して、非線形効果の修正をも可能である。

【0037】後に分かるであろうが、これら2つの技術は、本発明によれば、送信局において共に組み合わせられる。

【0038】好ましくは、瞬時光周波数を変化させる前記手段は、前記振幅変調された信号の位相変調手段を含んでいる。

【0039】本発明のシステムに用いられる位相変調は、従って、非線形効果による光パルスの自己位相変調\*

\*の補償を可能としている。

【0040】有利には、瞬時光周波数を変化させる前記手段は、前記瞬時光周波数が前記振幅変調された信号の微分係数にほぼ比例するように動作する。

【0041】非線形効果による光パルスの自己位相変調は、光出力の関数である。この光出力は、振幅変調、特にその微分係数に関連している。従って、この振幅変調の関数として位相変調を用いることが有利である。

【0042】換言すれば、この微分係数は、デジタル信号の遷移（出力が増大又は減少する時点）を検出するために使用することができる。本発明によれば、瞬時光周波数が立ち上がり遷移（又はエッジ）の現れている際に減少し立ち下がり遷移が現れている際に増大するようにこの瞬時光周波数に処置が行われる。

【0043】好ましくは、瞬時光周波数を変化させる前記手段は、伝送線路に沿った光出力、光ファイバの長さ、光ファイバの波長分散の係数、デジタル信号のビットレート、デジタル信号の2進符号フォーマット、伝送線路に配置された2つの繰返し増幅器間の距離、繰返し増幅器の雑音過剰指数を含むグループに属する情報要素の少なくとも1つを考慮する。

【0044】これにより、最も有利な場合には、振幅変調（パルスの形及び光出力）と使用されるファイバ（その長さ及び特性）とが考慮される。

【0045】有利には、前記送信局は、光の場が、【数2】

$$U(t) = A(t) \cdot e^{j\phi(t)} \quad \text{かつ、} \quad \phi(t) = \alpha |A(t)|^2$$

ここで、 $A(t)$  は光の場の振幅、

$\alpha$  は定数、

$t$  は時間であり、

用語  $A(t)$  は前記振幅変調手段の寄与に対応し、用語  $e^{j\phi(t)}$  は瞬時光周波数の変化手段の寄与に対応している

というパルスを生成する。

【0046】前記振幅変調手段は、オール・オア・ナッシング変調手段であることが有利である。

【0047】好ましくは、前記光ファイバは、低い負の波長分散を有する単一モードファイバである。

【0048】本発明の特定の実施例においては、前記デジタル信号は、2進RZ又はNRZフォーマットによって符号化されている。しかしながら、他のいかなる種類の符号ももちろん使用可能である。

【0049】本発明の有利な第1の実施例では、前記送信局が、各当該光導波管が2つの電極の第1の組及び第2の組をそれぞれ伴っている2つの拡散された光導波管を有する電気-光振幅変調器を含んでおり、2つの電極の該第1の組に前記デジタル信号を表す第1の電圧 ( $V_1$ ) が供給され、2つの電極の該第2の組に反転した前記第1の電圧とDC電圧との和に対応する第2の電圧

( $V_2$ ) が供給される。

【0050】この第2の電圧において、反転した第1の電圧は非線形効果の修正に対応しており、DC電圧は非線形効果の修正用のチャープに対応している。

【0051】好ましくは、この変調器は、前記DC電圧を調整する（チャープを調整する）手段を備えている。

【0052】本発明の有利な第2の実施例では、前記送信局が、前記デジタル信号を表している電気信号 (D) によって制御され、振幅変調信号を出力する電気-光振幅変調器と、前記振幅変調された信号に作用し、前記電気信号 (D) によって制御されて前記振幅変調器によって導入される遅延にほぼ等しい期間だけ遅延される位相変調器とを備えている。

【0053】この場合、前記遅延された信号は、調整可能なゲインの増幅手段によって増幅されることが有利である。このゲインは、「チャープ」パラメータに対応し

ている。

【0054】2つの拡散された光導波管を有する前記振幅変調器又は前記位相変調器は、例えば、ニオブ酸リチウム結晶を用いて形成されている。

【0055】

【実施例】本発明の他の要旨及び利点は、これに制限されることのない例として与えられた本発明の好ましい実施例の以下の記載及び添付の図面から明らかとなるであろう。

【0056】オンライン光増幅を有する光ファイバによる超遠距離デジタル伝送（数千キロメートルについての伝送）において、送信された光パルスは歪を受ける。この歪は、ファイバ自体に基づくものであり伝送ファイバ内の非線形効果（特にカー効果）及び波長分散の組み合わせの結果として生じる。

【0057】波長分散は、パルスの幅を一時的に広げる傾向にある。そして、非線形効果は、パルスのスペクトラムを広げる傾向にあり従って波長分散による一時的な拡大を増幅する結果となる。

【0058】既に述べたように、これら2つの効果（即ち、非線形効果及び波長分散）の組み合わせに関する研究は、超遠距離システムを負の分散モードで動作させることが非常に有効であることを示している。しかしながら、この場合、波長分散として非常に低い値が要求されるので、この種の伝送線路ファイバを実際に用意することは難しかった。

【0059】以下により詳しく説明する本発明のシステムは、波長分散がゼロでなくとも（そして負の値であると仮定した場合に）、非線形効果を補償するために用いることができる。

【0060】従って、負の波長分散特性を与えられた伝送ファイバを用いずとも、本発明によるシステムは、（線路ビットレート）と（リンクの帯域）との積を増大させるために使用可能である。

【0061】他の戦略に従えば、固定の線路上ビットレートと固定の帯域とを維持することによって、本発明のシステムは、波長分散の特性に関してあまり厳格でない制約を有し従って産業上の製造が容易である線路ファイバを使用することを可能とする。

【0062】図1～図4は、各々2つのグラフを示しており、各グラフは2つの曲線を示している。即ち、実線で示されており時間 $t$ の関数として光出力 $P_o$ の変化を表す第1の曲線と、破線で示されており時間 $t$ の関数として瞬時光周波数 $F_i$ の変化（位相の時間に関する微分係数に対応している）を表す第2の曲線とである。

【0063】図1の第1のグラフは、補償なしで送られたパルスに対応している。このパルスは、幅 $L_0$ を有している。瞬時光周波数 $F_i$ は、一定である。

【0064】このパルスは、超遠距離ファイバ（数千キロメートルの距離に対応する）を介して波長分散なし（こ

れは理論状態である）で伝送される。線路の終端で受信されるパルスが図1の第2のグラフに示されている。

【0065】波長分散がゼロであると仮定されているため、パルス幅 $L_0$ は変化しない。

【0066】これに対して、光システムの通常の動作領域（即ち、距離が400Km未満で出力が10mW未満）では非常に弱いものである非線形効果、特にファイバで最も重要な効果（カー効果）は、適当な光出力値（1mW）で非常に長距離（数千キロメートル）の伝搬を行う場合又は非常に大きい出力値（1W）である場合、無視できなくなってくる。

【0067】これら非線形効果は、時間 $t$ の関数として瞬時光周波数 $F_i$ 変化の曲線となって現れる自己位相変調を起こす。瞬時光周波数 $F_i$ （位相の時間に関する微分係数）は、パルスの始端（11）において減少し、次いでその終端（12）において増大する。

【0068】本発明のシステムでは、非線形効果によって生成される自己位相変調を予測することによって補償が与えられる。

【0069】図2の第1のグラフは、補償を行って送られたパルスに対応する。光出力 $P_o$ は、図1の第1のグラフに示すごとく光出力に対して変化していない。しかしながら、瞬時光周波数 $F_i$ は、パルスの始端（21）において（立ち上がりエッジ23の間）減少せしめられ、次いでその終端（22）において（立ち下がりエッジ24の間）増大せしめられている。

【0070】このパルスは、波長分散なしに超長距離ファイバを介して伝送される。線路の終端において、受信されたパルス（図2の第2のグラフに対応する）は、一定の瞬時光周波数 $F_i$ を有している。

【0071】換言すれば、受信されたパルスは、図1の第1のグラフに示されたものにほぼ相当している。受信側にとっては、伝送線路が乱れを起こさないかのように万事行われる。

【0072】もちろん、位相変調は、所与の距離（数千キロメートル）の伝搬の後に非線形効果が補償されるように選ばれる。

【0073】波長分散がゼロであると仮定されるため、パルス幅 $L_0$ が変化せず、非線形効果は精度よく補償される。

【0074】しかしながら、実際のリンクにおいて、波長分散は厳密にはゼロではない。変調の不安定現象という制約を除きかつある程度の完全性を有するパルスを維持するため、本方法では、非常に低い負の値（ $-0.1 \text{ ps/nm/Km}$ のオーダー）の波長分散を有するファイバを使用する。

【0075】図3の第1のグラフは、補償なしに出力されたパルスに対応している。このパルスは、幅 $L_0$ を有し、瞬時光周波数 $F_i$ が一定である。

【0076】このパルスは、負の波長分散を有する超長



距離ファイバを介して伝送される。第2のグラフは、線路の終端で受信されたパルスに対応している。非線形効果と分散との組み合わせが、瞬時周波数 $F_i$ を変化させる。線路の終端において、瞬時周波数 $F_i$ は、準線形(31)であり、受けた波長分散に応じた傾きを有している(突出部11及び12はもはや見られない)。そのスペクトラムは、パルスの始端において最低周波数を伴って、パルスの終端において最高周波数を伴って広げられている。

【0077】また、非線形効果と組み合わせられた負の波長分散は、パルスの一時的な広がりを引き起こす。受信したパルスの幅 $L_0$ は、送信されたパルスの幅 $L_1$ より大きい。これは、符号間干渉(送り出された2つのパルスが連続的に重なりかつ受信側において互いに部分的に乱れること)を促進させる。

【0078】このような符号間干渉を減少させるため、本発明によれば、送り出されるパルスが予測によって補償される。図4の第1のグラフは、このようにして補償されて送り出されたパルスに対応している。

【0079】瞬時周波数 $F_i$ は、パルスの始端(41)において上昇せしめられ、パルスの終端(42)において下降せしめられる。このパルスは、負の波長分散を有する超長距離ファイバを介して伝送される。

【0080】図4の第2のグラフは、線路の終端で受信されるパルスに対応している。波長分散がゼロの場合は完全に補償される非線形効果は、この場合、再びかなりうまく(もはや完全ではないが)補償される。瞬時周波数 $F_i$ は、ほぼ一定である(43)。実際、線43は完全には線形ではなく、明らかに乱れておりかつやや正の傾きを有している。このパルスは、わずかに広がっている(その幅 $L_2$ は、送信されたパルスの幅 $L_0$ と送信側で補償せずに受信したパルスの幅 $L_1$ との間の値である)。これらの乱れは、ソース信号を再構築する上での無視できる効果を有するものである。

【0081】従って、分散なしのファイバについて図2を参照して述べた処理は、分散がゼロではないファイバによる実際の場合においても非常に優れた結果が得られることが分かる。

【0082】図7は、2進シーケンス71(101011)を有するデジタル信号の例により本発明の原理を説明するものである。このデジタルシーケンスは、NRZ(ノン・リターン・トゥー・ゼロ)モードに符号化されており、オール・オア・ナッシング振幅変調モードで変調されている(72)。他の種類の符号(例えばRZ)ももちろん使用可能である。

【0083】本発明によれば、信号の光周波数は、デジタル信号72の遷移73A~73Fの時点で変化せしめられる。換言すれば、瞬時光周波数の変化は、デジタル信号72の数学的微分係数74の関数である。

【0084】より特定的には、瞬時光周波数75の変化曲線は、微分係数74のほぼ逆である。従って、瞬時光周波数の局所的な落ち込み76Aが信号72の立ち上がりエッジ73Aに対応している。逆に、光周波数75は、立ち下がりエッジ73Bの間、上昇している(76B)。

【0085】本発明による技術は、各2進要素に線形の過変調を印加することによって波長分散を修正する公知方法の技術とは全く異なっている。

【0086】この公知の技術によれば、2進要素の継続期間中、過変調が単調に(光周波数の時間に関して連続する増加又は減少で)印加される。これに対して、本発明によれば、過変調は、選択的に、信号72の遷移期間のみ印加される。

【0087】その結果、2進要素に印加される処理は、先行する処理動作に従うこととなる(即ち、遷移が存在するか否かに従う)。これに反して従来技術によれば、2進要素に印加される処理は、遷移があろうがなかろうが機械的に同じである。

【0088】最後にまた本質的に、公知の処理動作は、波長分散(特に線形歪)を規制可能であるが、本発明の技術は、さらに、非線形の分散についても補償する。

【0089】図8は、本発明による送信局において実施された手段の概略図である。

【0090】変調すべきデジタル信号81は、振幅変調手段82及び位相変調手段83に同時に与えられる。

【0091】振幅変調手段82は、以下の特性を有する信号A(t)84を出力するオール・オア・ナッシング振幅変調手段である。デジタル信号81が0に等しい場合、信号A(t)の光出力がゼロ、上述の著しい号81が1に等しい場合、光出力が所定の出力値(特に光ファイバの特性及び長さの関数として固定された値)であると想定される。

【0092】振幅変調された信号84は、ソース信号81の変化(微分係数)とほぼ逆の形で、信号84の瞬時光周波数を変化させることを目的とする位相変調83を受ける。

【0093】従って、位相変調手段83から出力される信号85は、光の場において下記のごとく表される。

【0094】

【数3】



$$U(t) = A(t) \cdot e^{j\phi(t)} \quad \text{しかも、} \phi(t) = \alpha |A(t)|^2$$

ここで、 $A(t)$  は振幅変調手段によって出力された、光の場の実際の振幅、 $\alpha$  は実数、  
 $\phi(t)$  は位相変調手段によって変調された位相、  
 $t$  は時間である。

【0095】信号のこの方程式により、信号の位相  $\phi(t)$  (即ち、その瞬時周波数) は  $A(t)$  が変化した時のみ (信号の伝送中のみ) 変化することが容易に証明可能である。

\* 【0096】このパルスは、例えば、以下の数値を取るかもしれない。

10 【0097】

\* 【数4】

$$A(t) = 0.01 \cdot \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{t}{t_0} \right)^2 \right] \quad (\sqrt{W})$$

$$\phi(t) = \frac{\pi}{2} \cdot A^2(t) / 0.001 \quad (\text{ラディアン})$$

ただし、 $\tau$  はピコ秒、 $t_0 = 100 / (\text{Log}(2))^{1/2}$  (ピコ秒) である。

【0098】これは、200ピコ秒の幅と1mWのピーク出力とを有する準矩形のパルスに対応している。

【0099】有利には、位相変調手段83は、さらに、「チャープ(chirp)」技術により瞬時光周波数の固定された変化を導入することを可能とする。

【0100】瞬時光周波数の変化のパラメータ(チャープパラメータ)は、下式によって規定される。

$$C = (d\phi/dt) / (dI/dt) / I$$

ここで、 $\phi$  は光波の位相、 $I$  はその強度、 $t$  は時間である。

【0101】前述の数値的に計算された例の場合、チャープパラメータ86は、 $C = \pi/2$  である。

【0102】より一般的には、位相変調手段83によって考慮されるパラメータの数は、歪の補償を最適化するために、大きいであろう。これら手段は、特に以下のパラメータを考慮する。光出力、当該光ファイバの長さ、前記光ファイバの波長分散の係数、当該デジタル信号のビットレート、前記デジタル信号の2進符号フォーマット、当該伝送線路に配置された2つの繰返し増幅器間の距離、前記繰返し増幅器の雑音過剰指数。

【0103】換言すれば、修正は最適化されるべきであり、可能な最大限度までファイバの実際の特性を考慮にいれねばならない。

【0104】非線形効果に基づく自己位相変調の、本発明に従った、送信源における位相変調による補償(瞬時周波数の対応する変化によって表わされるもの)は、非常に優れた結果をもたらす。例えば、伝送線路について、次の特性を有している。動作波長が1.55  $\mu\text{m}$ 、増幅リンクが8000Km、ビットレートが5Gbit

/sに等しい、NRZフォーマット、光増幅器が40Kmの距離にあり、各々が6dBの雑音過剰指数を有している、ファイバの減衰が0.2dB/Kmに等しい、ファイバの波長分散が-0.1ps/nm/Kmに等しい、増幅器の出力における信号レベルが-3dBm。

【0105】これにより、以下の結果が得られる。補償なしでは、システムは、受信側で2dBという著しいペナルティを示す(このペナルティは伝搬現象に関連したものである)。このペナルティは、約 $10^{-9}$ というエラーレートをもたらす。本発明の補償を行うことにより、 $\pi/2$ のチャープパラメータについては上述の著しいペナルティが解消され、得られるエラーレートは $10^{-12}$ より優れたものとなる。これは、伝送品質に非常に優れたゲインを与えることを表している。

【0106】2倍大きい(-0.2ps/nm/Km)オンライン分散の場合、システムは、補償のない場合に5.5dBのペナルティとなり、 $3\pi/2$ のチャープパラメータについては1dBのペナルティとなる。

【0107】図5及び図6は、各々、振幅変調(例えばオール・オア・ナッシング変調)されかつ位相変調(調整の可能性と共に)された光パルスを得るために使用可能である本発明による送信局の特定の実施例を示している。前述したように、位相変調の形態は、ファイバに基づく非線形効果によって引き起こされる自己位相変調を補償するように選ばれる。

【0108】本発明による送信局の第1の実施例は、図5に示されている。これは、ニオブ酸リチウム上に設けられ4つの電極52~55を有するマツハ・ツェンタ型変調器51である。この種の変調器は、それ自体公知で

ある。しかしながら、本発明により、このように変調器を用いることによって送信源において修正信号を発生できるようにしたことは、もちろん新規である。

【0109】適当な線路幅を有する任意の種類の非変調送信機レーザ56は、光ファイバ57に光を送る。このファイバ57は、4つの電極52~55を有する変調器51に結合されている。この変調器内部において、送信機レーザ56から放出された光は、ニオブ酸リチウム結晶上に配置された2つの拡散された光導波管58<sub>A</sub>及び58<sub>B</sub>によって運ばれる。

【0110】第1の光導波管58<sub>A</sub>は、2つの電極52及び53間に位置している。2つの電極52及び53間に、電位差はV<sub>1</sub>が印加される。この第1の入力電圧V<sub>1</sub>は、送られるべきデジタル波列に対応している。

【0111】第2の光導波管58<sub>B</sub>は、2つの他の電極54及び55間に位置している。2つの電極54及び55間に、電位差はV<sub>2</sub>が印加される。この第2の入力電圧V<sub>2</sub>は、反転デジタルデータ列とDC電圧V<sub>0</sub>との和に対応している。このDC電圧V<sub>0</sub>は、瞬時光周波数(チャープパラメータ)の変化のパラメータの調整を可能にする。

【0112】従って、DATAが電氣的デジタル列であるとすると、下式が成立する。

【0113】

【数5】

$$V_1 = \text{DATA}$$

$$V_2 = \text{DATA} + V_0$$

【0114】次いで、2つの光導波管58<sub>A</sub>及び58<sub>B</sub>が出会う。これらの2つの光導波管によって生成される信号の組み合わせは、変調器の出力において、振幅及び位相の両方について変調されたパルスが発生させる(この組み合わせが前述した形の信号U(t)を出力することは、容易に確認できる)。これらパルスは、光ファイバリンク59上に送られるべきデジタルデータ列に対応している。

【0115】本発明による送信局の第2の実施例は、図6に示されている。これは、チャープフリー式電気-光振幅変調器61を含んでいる。デジタルデータ列Dは、この振幅変調器61を制御する。

【0116】この変調器は、Dが0のとき0に等しく、Dが1のとき所定の出力の信号A(t)を出力する。

【0117】この振幅変調器61は、ファイバ66によって位相変調器62に結合されている。

【0118】位相変調器62も、デジタルデータ列Dによって制御される。2つの変調器61及び62がデジタルデータ列Dによって同期して制御されるようにするため、位相変調器62にデジタルデータ列Dが到達する前

に、モジュール65によって、このデジタルデータ列Dに遅延が印加される。この遅延は、デジタルデータ列の変調器61への到達時点と変調器62への到達時点との間の光の伝搬時間τに等しい。

【0119】位相変調器62は、ニオブ酸リチウム上に設けられている。この変調器は、送られるべきデジタルデータ列Dに対応する電位差がその間に印加される2つの電極68及び69を有している。

【0120】パルス(上流の線路に位置する変調器61によって振幅変調されたパルス)は、ニオブ酸リチウム結晶上に設けられた拡散された光導波管610によって位相変調器62に運ばれる。

【0121】これにより、(遅延された)信号612が遷移を示している際は、本発明の原理に従って、送られるべき信号の位相が変化せしめられる。換言すれば、遷移が立ち上がりの遷移である場合は瞬時光周波数が一時的に減少し、また、その逆が行われる。

【0122】位相変調器62のチャープパラメータ値は、調整可能なゲインを有する電氣的増幅器67を介して、調整されるかもしれない。

【0123】これにより、位相変調器62の出力において、パルスが振幅変調されかつ位相変調されることとなる。これらのパルスは、デジタルデータ列Dに対応している。この補償は、位相変調形態において、長距離伝送線路であるファイバ611の非線形効果に基づく自己位相変調に対して動作するために使用可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】補償なしで送られたパルス及びファイバの波長分散がゼロの場合に線路の終端において受信された同じパルスに関して、時間tの関数として光出力P<sub>0</sub>及びその瞬時光周波数F<sub>i</sub>の変動曲線を表すグラフである。

【図2】本発明による補償を行って送られたパルス及びファイバの波長分散がゼロの場合に線路の終端において受信された同じパルスに関して、時間tの関数として光出力P<sub>0</sub>及びその瞬時光周波数F<sub>i</sub>の変動曲線を表すグラフである。

【図3】補償なしで送られたパルス及びファイバの波長分散が負の場合に線路の終端において受信された同じパルスに関して、時間tの関数として光出力P<sub>0</sub>及びその瞬時光周波数F<sub>i</sub>の変動曲線を表すグラフである。

【図4】本発明による補償を行って送られたパルス及びファイバの波長分散が負の場合に線路の終端において受信された同じパルスに関して、時間tの関数として光出力P<sub>0</sub>及びその瞬時光周波数F<sub>i</sub>の変動曲線を表すグラフである。

【図5】ニオブ酸リチウム上に4つの電極を有する電気-光振幅変調器を備えた本発明によるシステムの第1の実施例の簡略図である。

【図6】ニオブ酸リチウム上の位相変調器がこの後に接続され、瞬時光周波数の変動がない電気-光振幅変調器

を備えた本発明によるシステムの第2の実施例の簡略図である。

【図7】デジタルシーケンスの特定の例に基づいた本発明の一般的な原理を表す図である。

【図8】本発明による送信局用の変調手段の概略図である。

【符号の説明】

51 マツハ・ツェンタ型変調器

52、53、54、55、68、69 電極

56 レーザ

57、64、66、611 光ファイバ

58A、58B、610 光導波管

61 振幅変調器

62 位相変調器

63 レーザ

65 モジュール

67 増幅器

【図1】

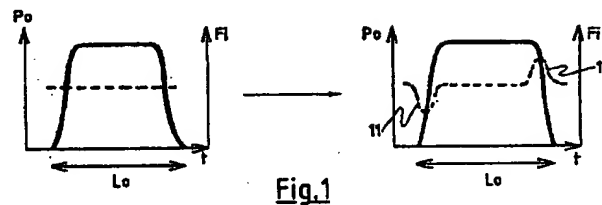


Fig.1

【図2】

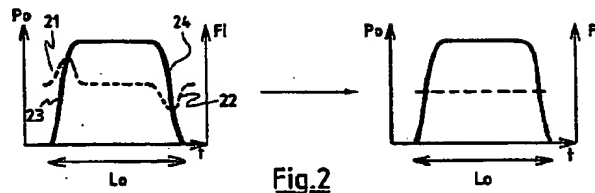


Fig.2

【図3】

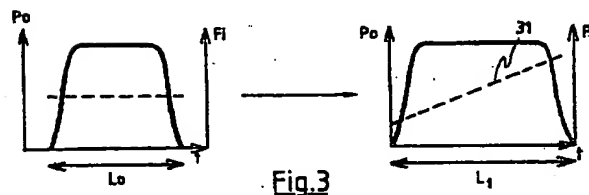


Fig.3

【図4】

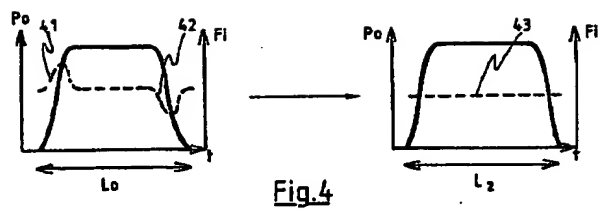


Fig.4

【図5】

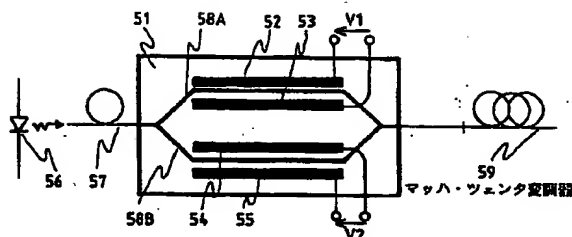


Fig.5

【図6】

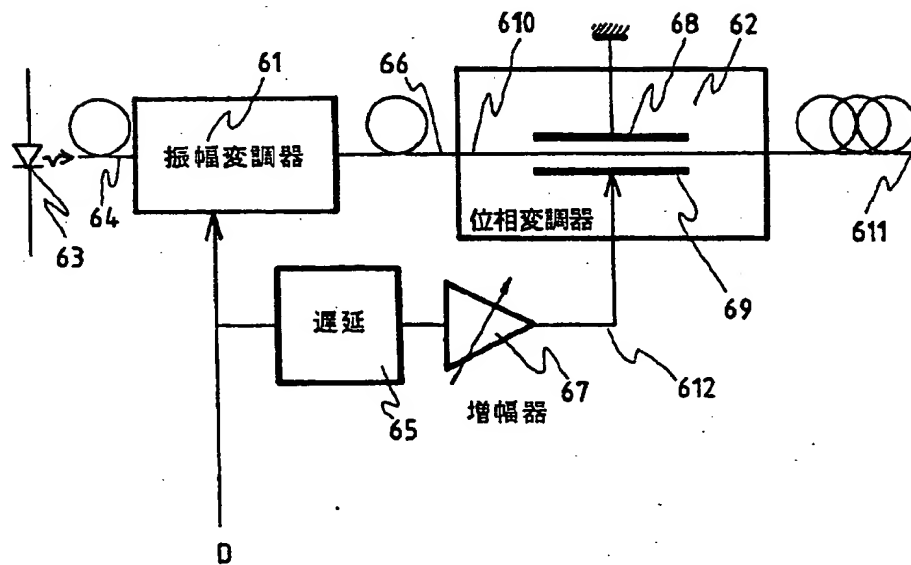
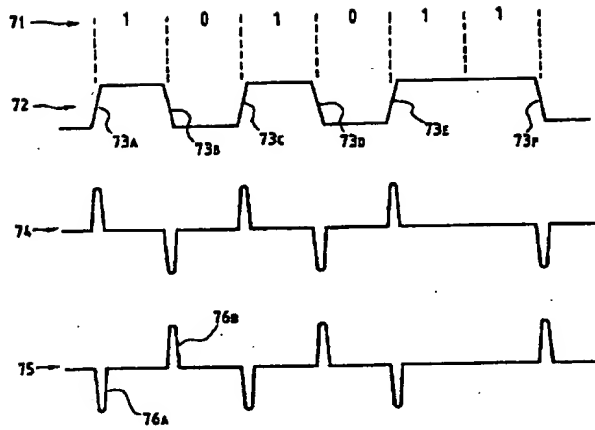
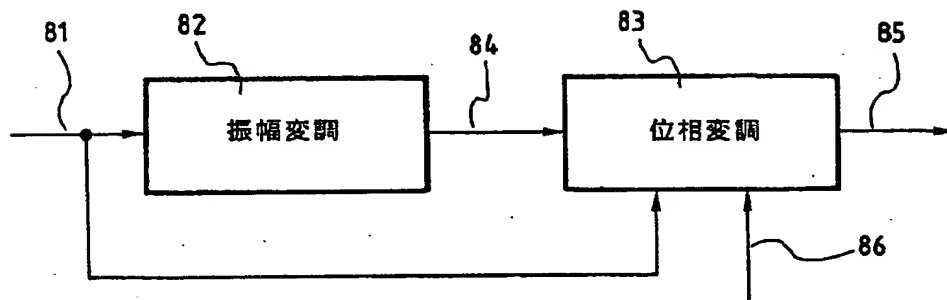


Fig.6

【図7】

Fig.7

【図8】

Fig.8